

**Verfahren und Vorrichtung zur zerstörungs- und berührungsfreien Erfassung von Fehlern in einem relativ zu einer Sonde bewegten Prüfling**

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Vorrichtung zur zerstörungs- und berührungsfreien Erfassung von Fehlern, insbesondere mittels Wirbelströmen, in einem  
5 relativ zu einer durch eine Wirkbreite charakterisierten Sonde bewegten Prüfling.

Ein übliches Messverfahren zur zerstörungs- und berührungsfreien Erfassung von Fehlern in einem Prüfling, insbesondere metallischem Halbzeug, ist das Induzieren und Messen von Wirbelströmen in dem Prüfling. Dabei wird der Prüfling mittels einer sinusförmig bestromten Sendespule mit periodischen elektromagnetischen Wechselfeldern beaufschlagt. Die dadurch  
10 in dem Prüfling induzierten Wirbelströme induzieren wiederum in einer als Sonde verwendeten Spulenordnung, die eine einzelne Spule („Absolutspule“) oder zwei subtraktiv geschaltete Spulen „(Differenzspule“) aufweisen kann, ein periodisches elektrisches Signal, das eine Trägerschwingung entsprechend der Senderträgerfrequenz aufweist, deren Amplitude und/oder Phase durch einen Fehler in dem Prüfling in charakteristischer Weise moduliert  
15 wird, wenn ein Fehler in den empfindlichen Bereich der Sonde, d.h. in die Wirkbreite der Sonde, gelangt. Üblicherweise wird zum Abtasten des Prüflings der Prüfling linear bezüglich der Sonde bewegt, wobei jedoch auch Anordnungen mit rotierender Sonde bekannt sind. Das von der Sonde erfasste Signal wird üblicherweise analog demoduliert, z.B. mittels Synchrondemodulation, und anschließend einer Auswertung unterzogen, um Fehler in dem  
20 Prüfling zu erkennen. Eine Digitalisierung des Signals erfolgt dabei üblicherweise erst für die Auswertung und Darstellung des Fehlersignals, d.h. nach der Demodulation des Spulensignals.

Solche Wirbelstrommessverfahren sind aufgrund des für die analoge Demodulation erforderlichen Aufwands relativ aufwendig und kostspielig. Ferner ist zu berücksichtigen,  
25 dass üblicherweise für unterschiedliche Relativ-Geschwindigkeiten des Prüflings zur Sonde, d.h. bei unterschiedlichen Ausstoss- bzw. Testgeschwindigkeiten, unterschiedliche Filtersätze für das demodulierte Signal erforderlich sind, was bei variabler Prüflinggeschwindigkeit einen zusätzlichen Aufwand mit sich bringt.

hl der US 5,175,498 ist ein Wirbelstrommessverfahren beschrieben, bei welchem bereits das  
30 von der Spulensonde aufgenommene Messsignal mittels eines triggerbaren A/D-Wandlers digitalisiert und anschließend in digitaler Form einer Demodulation mittels Fouriertransformation unterzogen wird. Das Triggern des A/D-Wandlers, d.h. die Abtastrate,

wird in Abhängigkeit von der mittels eines Encoders erfaßten Vorschubgeschwindigkeit des Prüflings gesteuert, um von einer Rückwärtsbewegung des Prüflings resultierende Fehler bei der Signalauswertung zu vermeiden.

5 In der US 4,445,088 ist ein Magnetstreufuß-Messverfahren beschrieben, in welchem ein metallischer Prüfling relativ zu einer Sonde bewegt wird, wobei das von der Sonde erfasste Messsignal nach Durchlaufen eines Bandpassfilters mittels eines triggerbaren A/D-Wandlers digitalisiert wird, wobei die Triggerung des Wandlers, d.h. die Abtastrate, von der mittels eines Geschwindigkeitssensors erfaßten Vorschubgeschwindigkeit des Prüflings gesteuert wird. Zur Fehlererkennung wird die Amplitude des digitalisierten Signals hinsichtlich der  
10 Überschreitung eines Schwellwerts ausgewertet, wobei die Wahl der Abtastrate in Abhängigkeit von der Prüfungsgeschwindigkeit dazu dient, eine von der Prüflinggeschwindigkeit unabhängige vorgegebene Messgenauigkeit zu erzielen.

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein besonders einfaches Verfahren zur zerstörungs- und berührungsfreien Erfassung von Fehlern in einem bewegten Prüfling zu  
15 schaffen, bei welchem mittels einer Sonde ein periodisches elektrisches Signal erfaßt wird, das durch Fehler im Prüfling hinsichtlich Amplitude und/oder Phase moduliert wird. Ferner soll eine zur Ausführung eines solchen Verfahrens geeignete Vorrichtung geschaffen werden.

Diese Aufgabe wird erfindungsgemäß gelöst durch ein Verfahren gemäß Anspruch 1 sowie eine Vorrichtung gemäß Anspruch 25.

20 Ein wesentlicher Aspekt der vorliegenden Erfindung besteht darin, dass das SONDENSIGNAL mit einem ganzzahligen Bruchteil der Frequenz der Trägerschwingung abgetastet, d.h. digitalisiert, wird, d.h. es findet eine Unterabtastung der Trägerschwingung statt.

Auf diese Weise wird die Trägerschwingung aus dem Messsignal eliminiert, wodurch die ansonsten übliche Demodulation des Messsignals entfällt und somit eine wesentliche  
25 Vereinfachung des Verfahrens und eine wesentliche Verringerung des Aufwands für eine ansonsten erforderliche Demodulation, z.B. analoge Synchrondemodulation, erzielt werden kann, was zu erheblichen Kosteneinsparungen und gegebenenfalls auch zu Bauraumeinsparungen führt.

Ferner ermöglicht die Unterabtastung die Verwendung von A/D-Wandlern mit sehr hoher  
30 Auflösung, die üblicherweise relativ langsam, d.h. in ihrer maximalen Abtastrate relativ beschränkt, sind.

Außerdem führt die Unterabtastung dazu, dass das Nutzsignal mit einer relativ niedrigen Datenrate erhalten wird, was wiederum die Darstellung des Nutzsignals erleichtert, so dass beispielsweise Standardbussysteme und eventuell Funkbussysteme verwendet werden können, was bei hohen Datenraten nicht oder nur nach Datenkompression möglich wäre.

- 5 Auch erlaubt die Unterabtastung das Ausführen des Messverfahrens mit relativ niedrigem Energieverbrauch, wobei sogar während Zeitintervallen, in welchen keine Abtastung erfolgt, der Sender abgeschaltet werden könnte, falls beispielsweise nur bei jeder zehnten Periode der Trägerschwingung oder noch seltener abgetastet wird. Dieser Aspekt ist insbesondere für tragbare Geräte im Batteriebetrieb von Bedeutung oder falls eine kabellose, d.h. drahtlos mit  
10 der Auswerteeinheit verbundene, Sonde verwendet werden soll.

- Schließlich kann sich bei der Unterabtastung eine im Vergleich zu quasi-kontinuierlicher Abtastung verringerte Anfälligkeit gegenüber nichtperiodischen Störsignalen ergeben, da solche Störsignale, sofern sie nicht in den jeweiligen Abtastzeitraum fallen, im Nutzsignal überhaupt nicht wahrgenommen werden, während sich bei quasi-kontinuierlicher Abtastung  
15 alle Störsignale im Nutzsignal niederschlagen.

Gemäß einem weiteren wesentlichen Aspekt der Erfindung wird die Abtastrate, d.h. der Grad der Unterabtastung, in Abhängigkeit von der sogenannten Fehlerfrequenz, d.h. dem Quotienten aus der Relativgeschwindigkeit zwischen Prüfling und Sonde und der Wirkbreite der Sonde, gewählt.

- 20 Da die Dauer des von einem Fehler verursachten Nutzsignals, und damit die Fehlerfrequenz, im wesentlichen nur von der Ausdehnung des empfindlichen Bereichs der Sonde, d.h. der Wirkbreite, und der relativen Geschwindigkeit des Prüflings bezüglich der Sonde abhängt, kann auf diese Weise einerseits sichergestellt werden, dass die Genauigkeit der Darstellung des Nutzsignals nicht von der Geschwindigkeit des Prüflings abhängt (durch entsprechende  
25 Wahl der Abtastrate kann sichergestellt werden, dass immer in etwa die gleiche Anzahl von Abtastpunkten in jedes Fehlersignal fällt), und andererseits kann sichergestellt werden, dass das Fehlersignal eines bestimmten Fehlers unabhängig von der Geschwindigkeit des Prüflings im wesentlichen gleich aussieht, was das Erkennen des Fehlers stark erleichtert.

- Ein weiterer Vorteil der geschwindigkeitsangepassten Unterabtastung besteht darin, dass auf  
30 diese Weise die digitale Filtereinheit, mittels welcher das von der A/D-Wandlerstufe gelieferte digitale Messsignal gefiltert wird, um ein störungsfreies Nutzsignal zu gewinnen,

auf sehr einfache Weise in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz eingestellt werden kann, nämlich durch Takten des digitalen Filters mit der Abtastrate (bei einem digitalen Filter hängt die Eckfrequenz direkt von der Taktrate ab). Auf diese Weise kann mit einem einzigen Filtersatz gearbeitet werden, der durch entsprechende Wahl der Abtastrate, d.h. Taktrate, 5 automatisch mit seinen Eckfrequenzen an die von der Prüfungsgeschwindigkeit abhängigen Bandbreite des Fehlersignals angepasst ist.

Die sogenannte Fehlerfrequenz entspricht üblicherweise dem Maximum des Fehlerspektrum, d.h. der Frequenz mit der höchsten Intensität. Die Fehlerbandbreite ist der Frequenzbereich um die Fehlerfrequenz herum, in welchem noch für die Fehlererkennung bzw. 10 Fehlerdarstellung maßgebliche Informationen zu finden sind. Die Wirkbreite der Sonde hängt einerseits von der geometrischen Ausgestaltung der Sonde ab, jedoch auch von den Rahmenbedingungen des Einsatzes der Sonde, wie z.B. Abstand der Sonde vom Prüfling (Füllfaktor), Frequenz der Trägerschwingung, Material des Prüflings, etc. ab. Physikalisch entspricht die Wirkbreite der Länge, die der reziproken Fehlerfrequenz entspricht und sich aus 15 der Prüflinggeschwindigkeit dividiert durch das Zweifache der Fehlerfrequenz ergibt. Die Wirkbreite gibt somit die Länge an, über welche eine bestimmte (Fehler-)Stelle des Prüflings das von der Sonde aufgenommene Messsignal beeinflussen kann.

Vorzugsweise bedient sich die Erfindung der Messung von Wirbelströmen in dem Prüfling, d.h. es handelt sich bei dem Sender um eine Spule, an die eine hochfrequente 20 Wechselspannung, vorzugsweise im Frequenzbereich von 1 kHz bis 5 MHz angelegt wird, um in dem Prüfling Wirbelströme zu induzieren, wobei es sich bei der Sonde um eine Spulenanordnung handelt, in welcher die Wirbelströme das periodische Signal induzieren. Die Sonde ist dabei vorzugsweise als Differenzspule ausgebildet.

Alternativ kann die Erfindung jedoch auch eine sogenannte EMAT (Electromagnetic Acoustic Transducer)-Verfahren basieren, wobei der Sender mittels elektromagnetischer Anregung 25 Schallwellen in dem Prüfling erzeugt und die Sonde Schallwellen in dem Prüfling erfasst und in das periodische elektrische Signal wandelt.

Bei einer weiteren Variante kann die Erfindung eine Mikrowellenmessung verwenden, wobei der Sender Mikrowellen in den Prüfling einstrahlt und die Sonde Mikrowellen in das 30 periodische elektrische Signal wandelt.

Vorzugsweise entstellt die Relativbewegung zwischen Prüfling und der Sonde dadurch, dass der Prüfling linear zur Sonde bewegt wird. Grundsätzlich kann jedoch die Relativbewegung zwischen dem Prüfling und der Sonde auch dadurch entstehen, dass die Sonde bezüglich des Prüflings rotiert.

- 5 Die Wechselspannung für den Sender kann aus einem binären Signal durch Kurvenformung erzeugt werden, wobei vorzugsweise das Triggersignal für die A/D-Wandlerstufe dadurch erzeugt wird, dass die Frequenz des für die Erzeugung der Senderwechselspannung verwendeten binären Signals durch eine ganze Zahl geteilt wird. Die ganze Zahl, durch  
10 welche die Frequenz der Trägerschwingung geteilt wird, um die A/D-Wandlerstufe zu triggern, wird vorzugsweise umgekehrt proportional zu der Fehlerfrequenz gewählt, so dass die gewählte Abtastrate mindestens annähernd proportional zur Fehlerfrequenz gewählt werden kann. Vorzugsweise wird diese ganze Zahl so gewählt, dass in ein Fehlerintervall, d.h. ein Zeitintervall, das dem Inversen der Fehlerfrequenz entspricht, mindestens 5, vorzugsweise mindestens 20, jedoch höchstens 100, vorzugsweise höchstens 50, Abtastungen durch die  
15 A/D-Wandlerstufe fallen.

- Wie bereits erwähnt, kann das Einstellen der frequenzselektiven zweiten Filtereinheit in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz selbsttätig dadurch erfolgen, dass die zweite Filtereinheit mit der Abtastrate per A/D-Wandlerstufe getaktet wird, da bei einem digitalen Filter die Eckfrequenz direkt proportional zur Taktfrequenz ist. Zweckmäßigerweise weist die  
20 zweite Filtereinheit einen Tiefpass auf, um Anteile oberhalb der Fehlerbandbreite auszublenden, sowie einen Hochpass, um Gleichanteile des digitalen Signals anzublenden. Zweckmäßigerweise liegt die Eckfrequenz des Tiefpasses über der Fehlerfrequenz, vorzugsweise über dem Zweifachen der Fehlerfrequenz, während die Eckfrequenz des Hochpasses unter der Fehlerfrequenz, vorzugsweise unter einem Viertel der Fehlerfrequenz  
25 liegt. Da die bevorzugten Eckfrequenzen der zweiten Filtereinheit direkt von der Fehlerfrequenz abhängen, kann dadurch, dass die Abtastrate des Signals ebenfalls in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz gewählt wird und die zweite Filtereinheit mit dieser Abtastrate getaktet wird, auf besonders einfache Weise für eine automatische optimale Anpassung der Eckfrequenzen der Filtereinheit an die Fehlerfrequenz, d.h. die  
30 Prüflingsgeschwindigkeit und die Wirkbreite der Sonde, erzielt werden. Grundsätzlich können die Eckfrequenzen näher an der Fehlerfrequenz liegen als bei herkömmlichen Verfahren, da durch die genaue Nachführung der Filter hinsichtlich der Fehlerfrequenz, d.h.

insbesondere der Prüflingsgeschwindigkeit, die Gefahr, dass die Filter Fehlerinformation abschneiden, verringert ist.

Vorzugsweise wird die Frequenz der Trägerschwingung so gewählt, dass sie mindestens das zehnfache, noch besser mindestens das zwanzigfache, der Fehlerfrequenz beträgt, da  
5 ansonsten die Reproduzierbarkeit eines Fehlers (d.h. die Reproduzierbarkeit für einen bestimmten Fehler typischen Fehlersignals) beeinträchtigt sein kann, was die Fehlererkennung erschweren würde.

Obschon grundsätzlich auch Lösungen möglich sind, bei welchen nur ein einzelner Wert pro abgetasteter Vollwelle erfasst wird, wobei dann die Phasenlage auf indirekte Weise bestimmt  
10 werden müsste, werden vorzugsweise pro abgetasteter Vollwelle zwei Werte mit einem festen Phasenversatz gewonnen, wobei dies vorzugsweise mit zwei A/D-Wandlern durchgeführt wird, d.h. die Wandlerstufe weist zwei parallel geschaltete A/D-Wandler auf, die mit gleicher Frequenz so getriggert werden, dass sie um eine feste Phasendifferenz versetzt abtasten, wobei die Phasendifferenz vorzugsweise  $90^\circ$  oder ein ganzteiliges Vielfaches von  $360^\circ$  plus  
15  $90^\circ$  beträgt (die Phasendifferenz muss aber nicht unbedingt genau  $90^\circ$  betragen, sondern könnte beispielsweise zwischen  $85^\circ$  und  $95^\circ$  liegen). Mittels einer solchen phasenversetzten Abtastung kann sichergestellt werden, dass trotz der Unterabtastung die maximale Signalinformation gewonnen wird, und es wird das digitale Messsignal als zweikomponentiges Signal, d.h. mit Phasen- und Amplitudeninformation, erhalten, wodurch  
20 die Fehlererkennung verbessert wird. Dabei ist es zweckmäßig, dass die beiden Komponenten des von der mit zwei A/D-Wandlern ausgestatteten A/D-Wandlersrufe gelieferten digitalen Messsignals separat mittels der zweiten Filtereinheit gefiltert werden, um das Nutzsignal als zweikomponentiges Signal zu gewinnen, wobei dann bei der Auswertung des Nutzsignals beide Komponenten berücksichtigt werden können.

Um eine solche phasenversetzte Abtastung durchzuführen, ist es nicht notwendigerweise  
25 erforderlich, genau zwei A/D-Wandler zu verwenden. Statt dessen könnte auch nur ein einziger, hinreichend schneller A/D-Wandler verwendet werden, der beide Abtastungen, d.h. z.B. diejenige bei  $0^\circ$  und diejenige bei  $90^\circ$ , vornimmt, wobei diese beiden Abtastwerte dann wie bei der Verwendung von zwei A/D-Wandlern getrennt weiterverarbeitet werden, um eine  
30 zweikomponentige Signalauswertung zu erreichen. Eine Verwendung von sehr langsamen A/D-Wandlern wäre möglich, wenn z.B. 4, 8, oder 16, usw. A/D-Wandler verwendet werden, die dann nicht bei jedem Triggerimpuls an die A/D-Wandlerstufe aktiv werden, sondern nur

bei jedem 2, 4, bzw. 8-ten, usw., d.h. die Abtastungsarbeit für jede der beiden Phasenlagen wird entsprechend zeitlich auf jeweils mehrere A/D-Wandler aufgeteilt.

Vorzugsweise weist die A/D-Wandlerstufe eine Auflösung von mindestens 16 Bit auf, wobei vorzugsweise Flash-Wandler oder SAR-Wandler verwendet werden.

- 5 Grundsätzlich kann die Beaufschlagung des Prüflings mittels des Senders, d.h. die Einstrahlung der elektromagnetischen Wechselfelder, mindestens für einen Teil eines jeden Intervalls zwischen zwei aufeinander folgenden Triggersignalen für die A/D-Wandlerstufe unterbrochen werden, da in dieser Zeit ohnehin keine Signalerfassung, d.h. Abtastung, stattfindet (je nach Einzelfall können diese Abtastpausen unter Umständen sich über viele
- 10 Perioden der Trägerschwingung erstrecken). Auf diese Weise kann insbesondere bei tragbaren Messgeräten eine erhebliche Einsparung des Energieverbrauchs erzielt werden, wodurch beispielsweise die Stromversorgungselemente in Abmessungen und Gewicht wesentlich reduziert werden können. In ähnlicher Weise kann auch auf der Signalerfassungsseite die Elektronik, d.h. insbesondere der Signalverarbeitungsprozessor, zur Energieersparnis während
- 15 des Intervalls zwischen zwei Abtastungen stillgelegt werden.

- Die erste Filtereinheit weist vorzugsweise einen Tiefpaß auf, der als Aliasing-Filter bezüglich der Abtastung durch die A/D-Wandlerstufe wirkt, wobei ferner vorzugsweise ein Hochpaß vorgesehen ist, um niederfrequente Störsignale auszublenden. Die erste Filtereinheit wird üblicherweise als Analogfilter ausgebildet sein. Ferner ist vorzugsweise nach der ersten
- 20 Filtereinheit ein steuerbarer Verstärker vorgesehen, um das Filtersignal auf die für die A/D-Wandlerstufe optimal geeignete Amplitude zu bringen.

- Vorzugsweise wird die Geschwindigkeit des Prüflings durch Messung, beispielsweise mittels eines Encoders, bestimmt. Falls eine Messung der Prüfungsgeschwindigkeit nicht unbedingt erforderlich ist, weil sie beispielsweise zu jedem Messzeitpunkt mit hinreichender
- 25 Genauigkeit ohnehin bekannt ist, kann die Geschwindigkeit auch als Parameter fest vorgegeben werden.

- Die Steuerung der A/D-Wandlerstufe, d.h. die Wahl der Triggerzeitpunkte, sowie die Verarbeitung des von der A/D-Wandlerstufe gelieferten digitalen Signals erfolgt vorzugsweise mittels eines digitalen Signalprozessors, der vorzugsweise auch die zweite
- 30 Filtereinheit bildet. Die Ansteuereinrichtung zum Triggern der A/D-Wandlerstufe weist vorzugsweise eine Quelle für ein binäres Signal auf, die von einem Timer gebildet werden

kann, und einen Teiler auf, mittels welchem das binäre Signal durch eine ganze Zahl geteilt wird, um das Triggersignal für die A/-Wandlerstufe zu erzeugen, wobei das binäre Signal von einem Kurvenformer bearbeitet wird, um die Versorgungsspannung für den Sender zu liefern. Der Timer kann als Teil des digitalen Signalsprozessors oder separat davon ausgebildet sein.  
5 Der Teiler ist vorzugsweise separat von dem Signalprozessor als PAL (Programmable Array Logic)-Baustein ausgebildet.

Im folgenden wird die Erfindung anhand der beigefügten Zeichnungen beispielhaft näher erläutert. Dabei zeigen:

Fig. 1 schematisch den Aufbau eines Ausführungsbeispiels einer  
10 WirbelstromMessvorrichtung gemäß der vorliegenden Erfindung; und

Fig. 2 schematisch einen beispielhaften Verlauf des Sondensignals bei der digitalen Abtastung.

In Fig. 1 ist ein Beispiel für den Aufbau einer erfindungsgemäßen Wirbelstrommessvorrichtung gezeigt. Dabei wird ein Prüfling 13 in Form eines industriellen Halbzeugs, z.B. einer Bramme, geprüft, der sich mit variabler Geschwindigkeit  $v$  an einer  
15 Teststation 11 linear vorbei bewegt, wobei die Geschwindigkeit mittels eines Geschwindigkeitsaufnehmers 17 erfasst wird, welcher beispielsweise ein Signal abgeben kann, das zur Geschwindigkeit  $v$  im wesentlichen proportional ist. Dabei kann es sich beispielsweise um ein Rechtecksignal handeln, welches beispielsweise pro 5 mm Vorschub  
20 des Prüflings 13 einen Impuls enthält.

Die Teststation 11 weist einen Sender in Form einer Sendespule 12 sowie eine Sonde in Form einer Empfangsspule 14 auf. Die Sendespule 12 dient dazu, mittels eines elektromagnetischen Wechselfeldes mit mindestens einer vorgegebenen Trägerfrequenz Wirbelströme in dem Prüfling 13 zu induzieren, die in der Empfangsspule 14 wiederum eine als Sondensignal  
25 wirkende Wechselspannung induzieren, die eine Trägerschwingung mit der Trägerfrequenz der Sendespule 12 aufweist, wobei die Amplitude und die Phase des Sondensignals durch einen Fehler 15 moduliert wird, wenn der Fehler 15 in die Wirkbreite WB der Empfangsspule 14 gelangt. Die Empfangsspule 14 ist vorzugsweise als Differenzspule ausgebildet, d.h. als Spule mit zwei in entgegengesetzter Richtung gewickelten Wicklungen, die nur auf  
30 Veränderungen der elektrischen Eigenschaften des Prüflings aufgrund der Anwesenheit eines Fehlers 15 reagiert. Differenzspulen sind vor allem für die Erkennung von plötzlichen



Veränderungen im Prüfling 13 geeignet. Statt dessen könnte jedoch auch eine Absolutspule als Empfangsspule 14 verwendet werden, die mehrere in der selben Richtung gewickelte Wicklungen umfasst und insbesondere zum Erkennen von langen homogenen Veränderungen im Prüfling 13 geeignet ist.

5 Die Spannung für die Sendespule 12 kann beispielsweise dadurch erzeugt werden, dass ein von einer Timer-Einheit 44 erzeugtes binäres Signal an einen Generator 48 als Vorgabefrequenz geliefert wird, der daraus ein Rechtecksignal oder auch ein Sinussignal erzeugt, welches einen Kurvenformer 40 durchläuft und anschließend mittels eines LeistungsVerstärkers 42 verstärkt wird, bevor es der Sendespule 12 zugeführt wird.  
10 Vorzugsweise hat das Signal sinusartige Form und enthält im einfachsten Fall nur eine einzige Trägerfrequenz, wobei jedoch grundsätzlich auch Messungen mit gleichzeitig mehreren Trägerfrequenzen und/oder von Sinus-Schwingungen deutlich abweichenden Trägersignalen möglich. Typischerweise liegt die Trägerfrequenz im Bereich von 1 kHz bis 5 MHz.

15 Das von der Empfangsspule 14 aufgenommene Sondensignal durchläuft einen Bandpaß 18 sowie einen einstellbaren Vorverstärker 16, bevor es einer A/D-Wandlerstufe 35 zugeführt wird. Der Bandpass 18 dient einerseits mittels des Tiefpasses als (Anti-)Aliasing-Filter hinsichtlich der Digitalisierung des Signals durch die A/D-Wandlerstufe 35 sowie andererseits mittels des Hochpasses zum Ausblenden von niederfrequenten Störsignalen. Der einstellbare  
20 Vorverstärker 16 dient dazu, die Amplitude des analogen Sondensignals auf die für die A/D-Wandlerstufe 35 optimal geeignete Amplitude zu bringen.

Die A/D-Wandlerstufe 35 weist zwei parallel geschaltete A/D-Wandler 32 und 34 auf, welche eine hohe Auflösung, jedoch mindestens eine Auflösung von 16 Bit, vorzugsweise mindestens 22 Bit, haben sollten und vorzugsweise mindestens 500 A/D-Wandlungen pro  
25 Sekunde durchführen können sollten. Die A/D-Wandler 32, 34 sind vorzugsweise als Flash-Wandler oder SAR (Sukzessives Approximations-Register)-Wandler ausgebildet.

Die A/D-Wandlerstufe 35 wird von einer Ansteuereinrichtung 37 getriggert, welche die bereits erwähnte Timer-Einheit 44, den Cosinus-Generator 48, einen parallel dazu angeordneten Sinus-Generator 46 sowie einen Frequenzteiler 30 aufweist. Eingangsseitig liegt  
30 an dem Frequenzteiler 30 das von dem Cosinus-Generator 48 erzeugte Signal, welches die Frequenz der Trägerfrequenz des Versorgungssignals der Sendespule 12 hat, sowie das Signal des Sinus-Generators 46 an, welches dem Signal des Cosinus-Generators 48 entspricht,

jedoch um  $90^\circ$  dazu phasenverschoben ist. In dem Frequenzteiler 30 werden diese beiden Signale hinsichtlich ihrer Frequenz durch eine ganze Zahl  $n$  geteilt. Das entsprechende frequenzreduzierte Ausgangssignal dient dazu, den A/D-Wandler 32 bzw. den A/D-Wandler 34 zu triggern. Die Auswahl der Zahl  $n$  für den Teiler 30 wird von einem digitalen  
5 Signalprozessor 40 in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz, d.h. dem Quotienten aus aktueller Prüflingsgeschwindigkeit  $v$  und der Wirkbreite WB der Empfangsspule 14, vorgenommen. Vorzugsweise wird  $n$  umgekehrt proportional zu der Fehlerfrequenz gewählt, um zu erreichen, dass die Triggerrate der A/D-Wandlerstufe 35 mindestens annähernd proportional zu der Fehlerfrequenz ist. Auf diese Weise wird erreicht, dass, wenn man die  
10 Wirkbreite WB in erster Näherung als konstant annimmt, bei höherer Prüflingsgeschwindigkeit  $v$  und damit höherer Fehlerfrequenz das analoge Sondensignal entsprechend häufiger abgetastet wird.

Vorzugsweise ist der Teiler 30 als sogenanntes PAL (Programmable Array Logic)-Baustein ausgebildet, um sicher zu stellen, dass die Triggersignale möglichst unverzögert, d.h.  
15 synchron, zu dem Ausgangssignal des Cosinus-Generators 48 und Sinus-Generators 46 und ohne Phasenjitter bei der A/D-Wandlerstufe 35 ankommen.

Aufgrund der entsprechenden Phasenverschiebung der beiden Eingangssignale des Teilers 30 erfolgt auch die Triggerung der beiden A/D-Wandler 32, 34 mit einem festen Phasenversatz von  $90^\circ$ . Auf diese Weise kann das analoge Sondensignal zweikomponentig ausgewertet  
20 werden, d.h. sowohl hinsichtlich Amplitude als auch Phase. Es versteht sich, dass die Phasenverzögerung zwischen dem Triggersignal der A/D-Wandlerstufe 35 und dem Signal der Sendespule 12 möglichst gering sein sollte, wobei insbesondere auch ein sogenannter Phasenjitter vermieden werden sollte, d.h. die Phasenbeziehungen sollten zeitlich möglichst genau konstant sein.

25 Mit der gezeigten Ansteuereinrichtung 37 wird sichergestellt, dass das analoge Sondensignal von jedem A/D-Wandler 32 bzw. 34 höchstens einmal pro Vollwelle der Trägerschwingung abgetastet wird (in diesem Fall ist  $n$  gleich 1). Je nach aktueller Fehlerfrequenz, d.h. Prüflingsgeschwindigkeit  $v$ , kann  $n$  jedoch wesentlich größer als 1 werden, so dass nur noch in jeder  $n$ -ten Vollwelle der Trägerschwingung überhaupt eine Abtastung erfolgt.

30 In Fig. 2 ist ein Beispiel gezeigt, in welchem  $n$  gleich 2 ist, d.h. es wird nur in jeder zweite Vollwelle von jedem A/D-Wandler 32, 34 je eine Abtastung  $A_n$  bzw.  $B_n$  vorgenommen.

Da in allen Fällen jedoch je A/D-Wandler 32, 34 höchstens einmal pro Vollwelle abgetastet wird, wird durch diese Unterabtastung die Frequenz der Trägerschwingung, d.h. die Trägerfrequenz, aus dem digitalen Signal eliminiert, d.h. mittels der Unterabtastung erfolgt eine Demodulation des analogen Sondensignals.

- 5 Vorzugsweise wird  $n$  so gewählt, dass in dem Zeitintervall, in welchem ein nennenswertes Fehlersignal beobachtet wird, d.h. in dem Zeitintervall, in welchem sich ein Punkt des Fehlers 15 durch die Wirkbreite WB der Empfangsspule 14 bewegt, d.h. in dem Zeitintervall, das im wesentlichen dem Inversen der Fehlerfrequenz entspricht, mindestens 5, vorzugsweise mindestens 20, Abtastungen durch jeden A/D-Wandler 32 bzw. 34 vorgenommen werden, um 10 die in dem Fehlersignal enthaltene Information noch in einer für eine sichere Fehlererkennung ausreichenden Weise zu erhalten. In der Regel werden jedoch nicht mehr als 50, höchstens 100, Abtastungen während eines solchen Zeitintervalls erforderlich sein.

- Die Frequenz der Trägerschwingung sollte so gewählt werden, dass sie mindestens das Zehnfache der Fehlerfrequenz beträgt, da ansonsten das Fehlersignal von zu wenig 15 Vollwellen der Trägerschwingung getragen wird und die Reproduzierbarkeit des Fehlers problematisch wird. Falls aufgrund von anderen Randbedingungen die Trägerfrequenz nicht hoch genug gewählt werden kann, kann man die Fehlererkennung verbessern, indem man in jeder ersten und zweiten Halbwelle einmal synchron abtastet, wobei der Wert aus der zweiten Halbwelle invertiert und dann wie der Wert aus der ersten Halbwelle weiterverarbeitet wird 20 (aufgrund der Invertierung stellt dies immer noch eine Unterabtastung bezüglich der Trägerfrequenz dar).

- Das demodulierte digitale zweikanalige Ausgangssignal der A/D-Wandlerstufe 35 durchläuft einen digitalen Bandpass 52, der von dem Signalprozessor 40 dargestellt werden kann und der dazu dient, Störsignale, die außerhalb der Bandbreite des Fehlersignals liegen, auszublenden. 25 Zu diesem Zweck wird die Eckfrequenz des Hochpasses vorzugsweise so gewählt, dass sie weniger als ein Viertel der Fehlerfrequenz beträgt, während die Eckfrequenz des Tiefpasses vorzugsweise so gewählt wird, dass sie mindestens das Zweifache der Fehlerfrequenz beträgt, um das Ausblenden von Signalanteilen, die noch Information bezüglich des Fehlers enthalten, zu vermeiden.

- 30 Der digitale Bandpass 52 wird mit der Abtastrate der A/D-Wandlerstufe 35, d.h. der Triggerrate, getaktet, was den großen Vorteil beinhaltet, dass die Eckfrequenzen des Bandpasses bei Änderung der Fehlerfrequenz, d.h. bei Änderung der

Prüflingsgeschwindigkeit  $v$ , automatisch mit der Fehlerfrequenz mitgezogen werden, da die Eckfrequenzen eines digitalen Bandpasses proportional zur Taktrate sind und die Taktrate über die Abtastrate, welche von der Ansteuereinheit 37 vorgegeben wird, automatisch an die Änderung der Fehlerfrequenz angepasst wird.

- 5 Die für die Bestimmung der Fehlerfrequenz erforderliche Information bezüglich der Wirkbreite WB kann dem Signalprozessor 40 entweder manuell eingegeben werden oder sie wird direkt von der Teststation 11 bereitgestellt, wie dies beispielsweise in der EP 0 734 522 B1 beschrieben ist.

Es versteht sich, dass das Messsystem analog auf eine Änderung der Fehlerfrequenz reagiert,  
10 die dadurch verursacht ist, dass zwar die Prüflingsgeschwindigkeit  $v$  konstant gehalten wird, jedoch die Empfangsspule 14 gegen eine andere mit unterschiedlicher Wirkbreite WB ausgetauscht wird.

Das nach Filterung durch den digitalen Bandpass 52 erhaltene Nutzsignal wird in an sich bekannter Weise in einer Auswerteeinheit 50 ausgewertet, um Fehler 15 des Prüflings 13 zu erkennen und zu lokalisieren, wobei hier üblicherweise sowohl die Amplituden- als auch Phaseninformation des Fehlersignals herangezogen wird.

Insbesondere bei relativ großen Werten von  $n$ , d.h. wenn nur eine relativ kleine Zahl der Vollwellen der Trägerschwingung überhaupt abgetastet wird, kann während der Abtastpausen beispielsweise die Sendespule 12 und/oder die Auswerteelektronik, d.h. insbesondere der  
20 Signalprozessor 40, ausgeschaltet bzw. ruhig gestellt werden, um eine Verringerung der Leistungsaufnahme zu erzielen, was insbesondere für tragbare Messgeräte von Bedeutung ist.

### Ansprüche

1. Verfahren zur zerstörungs- und berührungsfreien Erfassung von Fehlern, insbesondere mittels Wirbelströmen, in einem relativ zu einer durch eine Wirkbreite (WB) charakterisierte Sonde (14) mit einer Geschwindigkeit (v) bewegten Prüfling (13), wobei  
  
der Prüfling mittels eines Senders (12) mit periodischen elektromagnetischen Wechselfeldern beaufschlagt wird und mittels der Sonde ein periodisches elektrisches Signal erfasst wird, das eine Trägerschwingung aufweist, deren Amplitude und/oder Phase durch einen Fehler (15) in dem Prüfling moduliert wird, wenn der Fehler in die Wirkbreite der Sonde gelangt,  
  
das Sondensignal mittels einer frequenzselektiven ersten Filtereinheit (18) gefiltert wird,  
  
das mittels der ersten Filtereinheit gefilterte Signal mittels einer triggerbaren A/D-Wandlerstufe (35) abgetastet wird, um ein demoduliertes digitales Messsignal zu erhalten,  
  
das digitale Messsignal mittels einer digitalen frequenzselektiven, einstellbaren zweiten Filtereinheit (52) gefiltert wird, um ein Nutzsignal zu gewinnen, und  
  
das Nutzsignal ausgewertet wird, um einen Fehler in dem Prüfling zu erkennen,  
  
wobei die A/D-Wandlerstufe mit einem  $\frac{1}{n}$ -ten, ganzzahligen Bruchteil der Frequenz der Trägerschwingung getriggert wird, wobei  $n$  in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz, die sich als Quotient aus der Relativ-Geschwindigkeit zwischen Prüfling und Sonde und der Wirkbreite der Sonde ergibt, gewählt wird, und wobei die frequenzselektive zweite Filtereinheit in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz eingestellt wird.
2. Verfahren gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Relativ-Bewegung zwischen dem Prüfling (13) und der Sonde (14) dadurch entsteht, dass der Prüfling linear zur Sonde bewegt wird.
3. Verfahren gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Relativ-Bewegung zwischen dem Prüfling und der Sonde dadurch entsteht, dass die Sonde bezüglich des Prüflings rotiert.

4. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass es sich bei dem Sender um eine Spule (12) handelt, an die eine hochfrequente Wechselspannung im Frequenzbereich von 1 kHz bis 5 MHz angelegt wird, um in dem Prüfling (13) Wirbelströme zu induzieren, wobei es sich bei der Sonde um eine Spulenordnung (14) handelt, in welcher die Wirbelströme das periodische Signal induzieren.
5. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Sender (12) mit einer Wechselspannung versorgt wird, um die periodischen elektromagnetischen Wechselfelder zu erzeugen, wobei die Wechselspannung aus einem binären Signal durch Kurvenformung erzeugt wird.
6. Verfahren gemäß Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass das Triggersignal für die A/D-Wandlerstufe (35) dadurch erzeugt wird, dass die Frequenz des für die Erzeugung der Wechselspannung für den Sender (12) verwendeten binären Signals durch  $n$  geteilt wird.
7. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass  $n$  umgekehrt proportional zu der Fehlerfrequenz gewählt wird, um die Triggerrate der A/D-Wandlerstufe (35) mindestens annähernd proportional zu der Fehlerfrequenz zu wählen.
8. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass  $n$  so gewählt wird, dass in ein Zeitintervall, das dem Inversen der Fehlerfrequenz entspricht, mindestens 5, vorzugsweise mindestens 20, Abtastungen durch die A/D-Wandlerstufe (35) fallen.
9. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass  $n$  so gewählt wird, dass in ein Zeitintervall, das dem Inversen der Fehlerfrequenz entspricht, höchstens 100, vorzugsweise höchstens 50, Abtastungen durch die A/D-Wandlersrube (35) fallen.
10. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Einstellen der frequenzselektiven zweiten Filtereinheit (52) in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz selbsttätig dadurch erfolgt, dass die zweite Filtereinheit mit der Abtastrate der A/D-Wandlerstufe (35) getaktet wird.

11. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Filtereinheit (52) einen Tiefpass aufweist, um Störanteile des demodulierten digitalen Signals mit Frequenzen oberhalb der Fehlerfrequenz auszublenden, wobei die Eckfrequenz des Tiefpasses über der Fehlerfrequenz, vorzugsweise über dem Zweifachen der Fehlerfrequenz, liegt.
12. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Filtereinheit (52) einen Hochpass aufweist, um Gleichanteile des demodulierten digitalen Signals auszublenden, wobei die Eckfrequenz des Hochpasses unter der Fehlerfrequenz, vorzugsweise unter einem Viertel der Fehlerfrequenz, liegt.
13. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Frequenz der Trägerschwingung so gewählt wird, dass sie mindestens das Zehnfache der Fehlerfrequenz beträgt.
14. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die A/D-Wandlerstufe (35), , wenn sie getriggert wird, um eine feste Phasendifferenz versetzt zwei Werte abtastet, , um das digitale Messsignal als zweikomponentiges Signal zu erhalten.
15. Verfahren gemäß Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, dass die Phasendifferenz  $90^\circ$  oder  $m * 360^\circ + 90^\circ$  ist, wobei  $m$  eine ganze Zahl ist.
16. Verfahren gemäß Anspruch 14 oder 15, dadurch gekennzeichnet, dass die beiden Komponenten des von der A/D-Wandlerstufe (35) gelieferten digitalen Messsignal separat mittels der zweiten Filtereinheit (52) gefiltert werden, um das Nutzsignal als zweikomponentiges Signal zu gewinnen.
17. Verfahren gemäß Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, dass bei der Auswertung des Nutzsignals beide Komponenten berücksichtigt werden.
18. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Beaufschlagung des Prüflings (13) mittels des Senders (12) mit den elektromagnetischen Wechselfeldern mindestens für einen Teil eines jeden Intervalls zwischen zwei aufeinander folgenden Triggersignalen für die A/D-Wandlerstufe (35) unterbrochen wird.

19. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die erste Filtereinheit (18) mindestens einen als Aliasingfilter bzgl. der Abtastung durch die A/D-Wandlerstufe (35) wirkenden Tiefpass aufweist.
20. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die erste Filtereinheit (18) einen Hochpass aufweist, um niederfrequente Störsignale auszublenden.
21. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Geschwindigkeit ( $v$ ) des Prüflings (13) durch Messung bestimmt oder als Parameter fest vorgegeben wird.
22. Verfahren gemäß einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der A/D-Wandlerstufe (35) ein steuerbarer Verstärker (16) vorgeschaltet ist, um das Signal auf die für die A/D-Wandlerstufe optimal geeignete Amplitude zu bringen.
23. Verfahren gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Sender mittels elektromagnetischer Anregung Schallwellen in dem Prüfling erzeugt und die Sonde Schallwellen in dem Prüfling erfasst und in das periodische elektrische Signal wandelt.
24. Verfahren gemäß Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Sender Mikrowellen in den Prüfling einstrahlt und die Sonde Mikrowellen in das periodische elektrische Signal wandelt.
25. Vorrichtung zur zerstörungs- und berührungsfreien Erfassung, insbesondere mittels Wirbelströmen, von Fehlern (15) in einem relativ zu einer durch eine Wirkbreite (WB) charakterisierte Sonde (14) mit einer Geschwindigkeit ( $v$ ) bewegten Prüfling (13), mit einer Einrichtung (17) zum Erfassen der Relativ-Geschwindigkeit zwischen dem Prüfling und der Sonde,  
  
einem Sender (12) zum Beaufschlagen des Prüflings mit periodischen elektromagnetischen Wechselfeldern,  
  
der Sonde zum Erfassen eines periodischen elektrischen Signals, das eine Trägerschwingung aufweist, deren Amplitude und/oder Phase durch einen Fehler in dem Prüfling moduliert wird, wenn der Fehler in die Wirkbreite der Sonde gelangt,  
  
einer frequenzselektiven ersten Filtereinheit (18) zum Filtern des SONDENSIGNALS,



einer triggerbaren A/D-Wandlerstufe (35) zum Abtasten des mittels der ersten Filtereinheit gefilterten Signals, um ein demoduliertes digitales Messsignal zu erhalten,

einer Ansteuereinrichtung (37) zum Triggern der A/D-Wandlerstufe mit einem  $n$ -ten, ganzzahligen Bruchteil der Frequenz der Trägerschwingung, wobei  $n$  in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz, die sich als Quotient aus der Relativ-Geschwindigkeit zwischen Prüfling und Sonde und der Wirkbreite der Sonde ergibt, gewählt wird,

einer in Abhängigkeit von der Fehlerfrequenz einstellbaren digitalen frequenzselektiven zweiten Filtereinheit (52) zum Filtern des digitalen Messsignals zwecks Gewinnung eines Nutzsignals, und

einer Auswerteeinheit (50) zum Auswerten des Nutzsignals zwecks Erkennung eines Fehlers in dem Prüfling.

26. Vorrichtung gemäß Anspruch 25, dadurch gekennzeichnet, dass die Sonde (14) als Differenzspule oder Absolutspule für Wirbelstrommessungen ausgebildet ist.
27. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 25 oder 26, dadurch gekennzeichnet, dass eine binäre Signalquelle (44, 48) und ein Kurvenformer (40) vorgesehen sind, um aus einem binären Signal mittels Kurvenformung ein Versorgungsspannungssignal für den Sender (12) zu erzeugen.
28. Vorrichtung gemäß Anspruch 27, dadurch gekennzeichnet, dass die Ansteuereinrichtung (37) einen Teiler (30) aufweist, um aus dem binären Signal für den Kurvenformer (40) mittels Teilen durch  $n$  das Triggersignal für die A/D-Wandlerstufe (35) zu erzeugen.
29. Vorrichtung gemäß Anspruch 28, dadurch gekennzeichnet, dass die binäre Signalquelle als Timer(44) ausgebildet ist.
30. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 25 bis 29, dadurch gekennzeichnet, dass die A/D-Wandlerstufe (35) eine Auflösung von mindestens 16 bit aufweist.
31. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 25 bis 30, dadurch gekennzeichnet, dass die A/D-Wandlerstufe (35) mindestens einen Flash-Wandler oder SAR-Wandler aufweist.
32. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 25 bis 31, dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Filtereinheit (52) von einem digitalen Signalprozessor (40) gebildet wird.

33. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 25 bis 32, dadurch gekennzeichnet, dass die A/D-Wandlerstufe (35) zwei parallel geschaltete A/D-Wandler (32, 34) aufweist, wobei die beiden A/D-Wandler mit gleicher Frequenz so getriggert werden, dass sie um eine feste Phasendifferenz versetzt abtasten, um das digitale Messsignal als zweikomponentiges Signal zu erhalten.

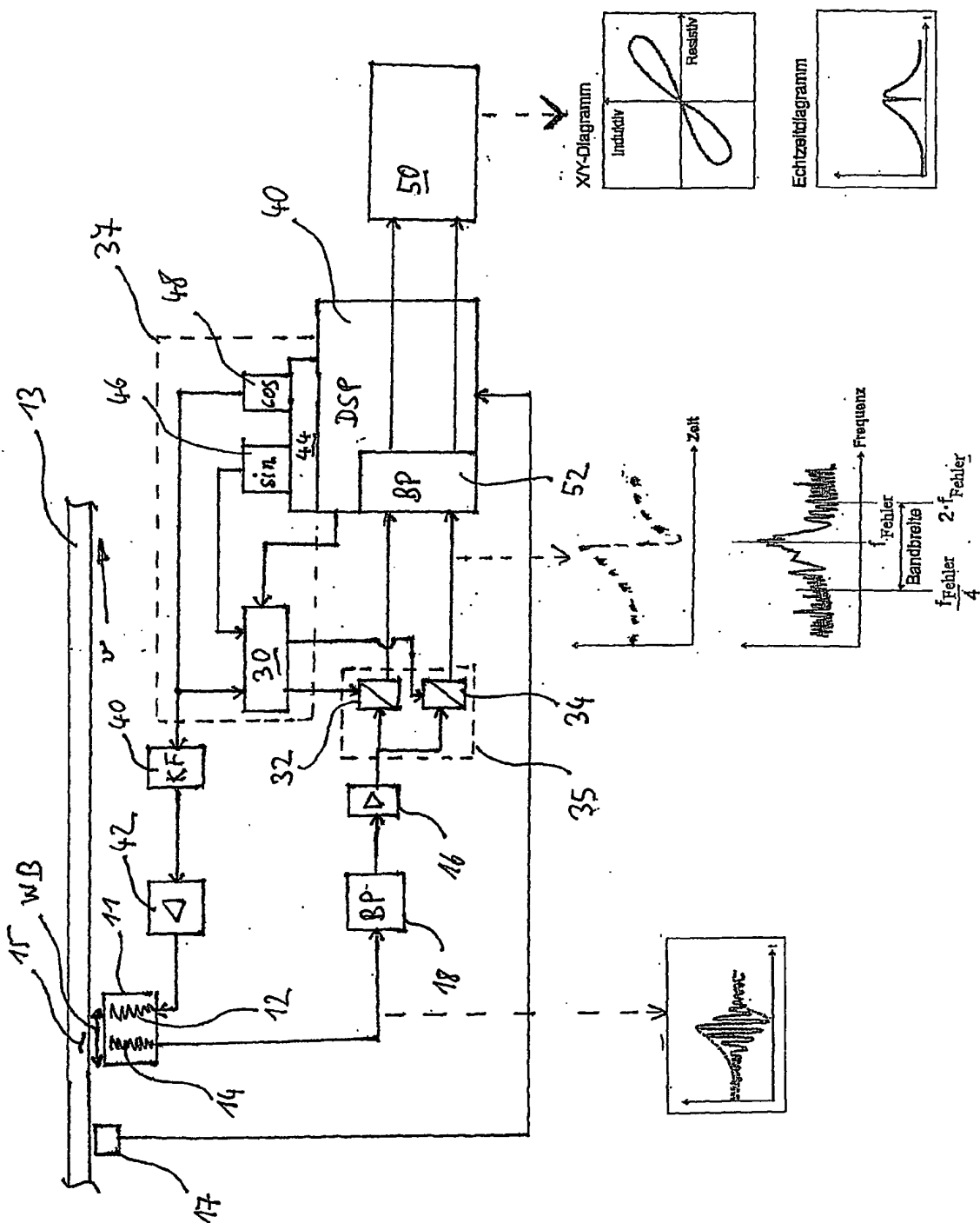


Fig. 1

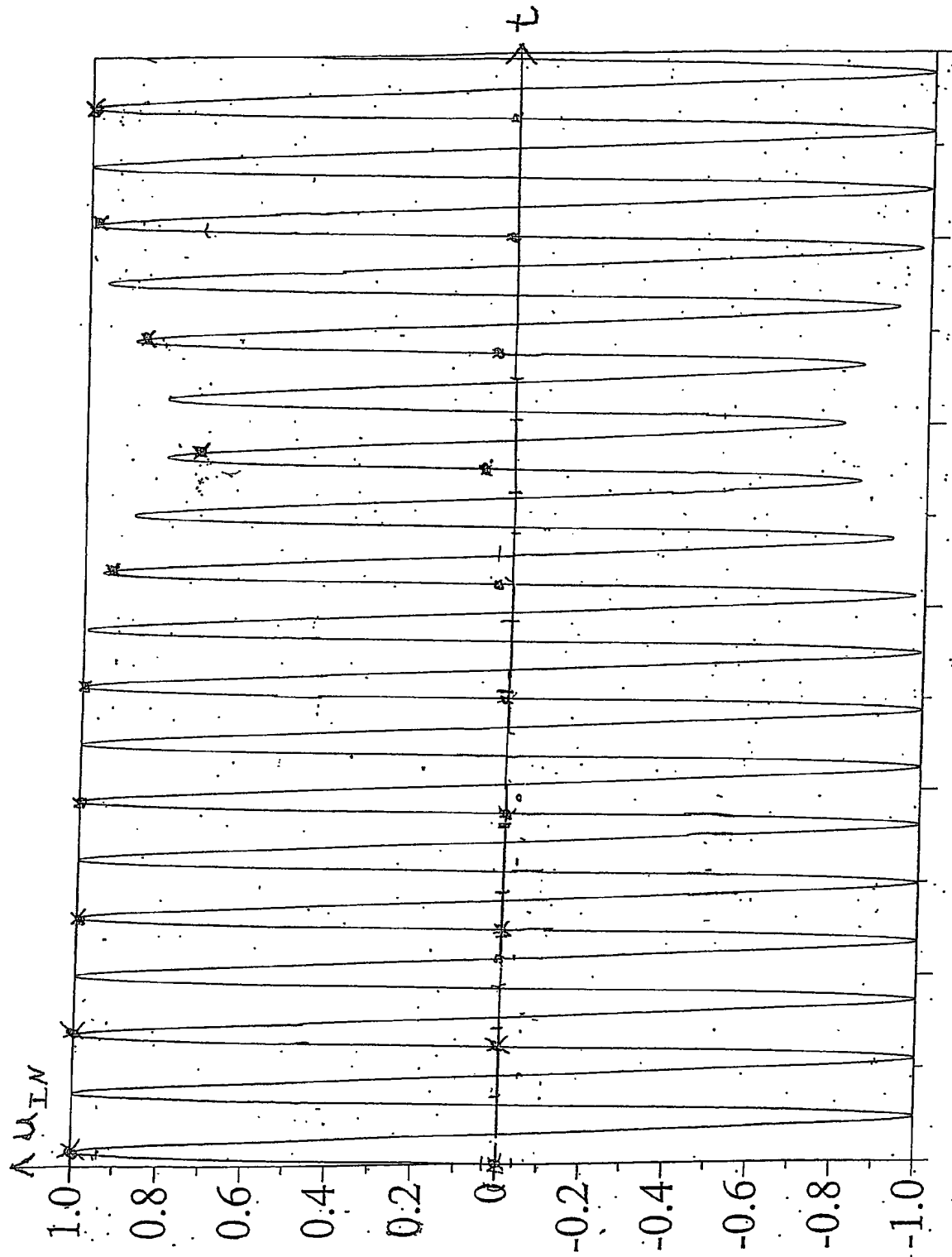


Fig. 2  $A_1B_1$   $A_2B_2$   $A_3B_3$   $A_4B_4$   $A_5B_5$   $A_6B_6$   $A_7B_7$   $A_8B_8$   $A_9B_9$   $A_{10}B_{10}$

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/DE2005/001263

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC 7 G01N27/90 G01N22/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national Classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (Classification System followed by Classification Symbols)

IPC 7 GOIN

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal , WPI Data, COMPENDEX, INSPEC

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to Claim No
A	US 5 175 498 A (CUEMAN ET AL) 29 December 1992 (1992-12-29) cited in the application the whole document	1, 2, 21, 25, 26, 32
A	US 4 445 088 A (SCHUEBEL ET AL) 24 April 1984 (1984-04-24) cited in the application the whole document	1, 2, 7, 19-22, 25
A	EP 1 189 058 A (PRUEFTECHNIK DIETER BUSCH AG) 20 March 2002 (2002-03-20)  paragraphs '0009!, '0010!, '0021!, '0026!; figures 3-6  ----- -/-	1, 2, 11, 12, 14-17, 25, 26, 33



Further documents are listed in the continuation of box C



Patent family members are listed in annex

### \* Special categories of cited documents

"A" document defining the general State of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance, the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive Step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance, the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

21 October 2005

Date of mailing of the international search report

10/11/2005

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P B 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel (+31-70) 340-2040, Tx 31 651 epo nl,  
Fax (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Meyer, F

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No

PCT/DE2005/001263

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to Claim No.
A	US 5 424 640 A (LEVY ET AL) 13 June 1995 (1995-06-13) abstract column 3 , lines 26-35 -----	1, 25

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/DE2005/001263

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5175498	A	29-12-1992	EP 0445983 A2	11-09-1991
			JP 2735701 B2	02-04-1998
			JP 4220557 A	11-08-1992
US 4445088	A	24-04-1984	DE 3017979 A1	12-11-1981
			EP 0039793 A2	18-11-1981
EP 1189058	A	20-03-2002	DE 10045715 A1	28-03-2002
			US 2002074996 A1	20-06-2002
US 5424640	A	13-06-1995	NONE	

# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE2005/001263

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES  
IPK 7 G01N27/90 G01N22/02

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

## B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole )  
IPK 7 GOIN

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl verwendete Suchbegriffe)

EPO-Internal , WPI Data, COMPENDEX, INSPEC

## c. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie"	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr Anspruch Nr
A	US 5 175 498 A (CUEMAN ET AL) 29. Dezember 1992 (1992-12-29) in der Anmeldung erwähnt das ganze Dokument -----	1, 2, 21, 25, 26, 32
A	US 4 445 088 A (SCHUEBEL ET AL) 24. April 1984 (1984-04-24) in der Anmeldung erwähnt das ganze Dokument -----	1, 2, 7, 19-22, 25
A	EP 1 189 058 A (PRUEFTECHNIK DIETER BUSCH AG) 20. März 2002 (2002-03-20)  Absätze '0009!, '0010!, '0021!, '0026!; Abbildungen 3-6 ----- -/-	1, 2, 11, 12, 14-17, 25, 26, 33

☒ 1 Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen

☒ Siehe Anhang Patentfamilie

\* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)

"O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht

"P" Veröffentlichung, die vordem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

21. Oktober 2005

Absenddatum des internationalen Recherchenberichts

10/11/2005

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde

Europäisches Patentamt, P B 5818 Patentlaan 2  
NL- 2280 HV Rijswijk  
Tel (+31-70) 340-2040, Tx 31 651 epo nl,  
Fax (+31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Meyer, F



# INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE2005/001263

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie <sup>0</sup>	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich Unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>US 5 424 640 A (LEVY ET AL)</p> <p>13. Juni 1995 (1995-06-13)</p> <p>Zusammenfassung</p> <p>Spalte 3, Zeilen 26-35</p> <p>-----</p>	1,25

# INTERNATIONAL RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/DE2005/001263

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie			Datum der Veröffentlichung
US 5175498	A	29-12-1992	EP	0445983	A2	11-09-1991
			JP	2735701	B2	02-04-1998
			JP	4220557	A	11-08-1992
US 4445088	A	24-04-1984	DE	3017979	A1	12-11-1981
			EP	0039793	A2	18-11-1981
EP 1189058	A	20-03-2002	DE	10045715	A1	28-03-2002
			US	2002074996	A1	20-06-2002
US 5424640	A	13-06-1995	KEINE			